

BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND



CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

Prioritätsbescheinigung über die Einreichung einer Patentanmeldung

Aktenzeichen: 103 16 803.6
Anmeldetag: 11. April 2003
Anmelder/Inhaber: Infineon Technologies AG,
81669 München/DE
Bezeichnung: Verfahren und Vorrichtung zur Kanalschätzung
in Funksystemen durch MMSE-basierte rekursive
Filterung
IPC: H 04 B, H 03 H

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 01. April 2004
Deutsches Patent- und Markenamt
Der Präsident
Im Auftrag

Beschreibung

Verfahren und Vorrichtung zur Kanalschätzung in Funksystemen durch MMSE-basierte rekursive Filterung

5

Die Erfindung betrifft ein Verfahren und eine Vorrichtung zur Berechnung von gefilterten Kanal-Schätzwerten in Funksystemen, insbesondere in Mobilfunksystemen.

10 In Mobilfunksystemen erfolgt die Signalausbreitung über mehrere Ausbreitungswege zwischen Sender und Empfänger. Der Einfluss dieser Mehrwegeausbreitung auf das Signal kann in Form einer linearen, zeitvarianten Transformation beschrieben werden. Die durch die Mehrwegeausbreitung hervorgerufene Signalverzerrung macht ein korrektes Detektieren der übertragenen Daten ohne einen Korrekturmechanismus unmöglich. Dieser als adaptive Entzerrung bezeichnete Korrekturmechanismus basiert auf einer in ständiger Wiederholung durchgeföhrten Messung der Kanaleigenschaften des Übertragungskanals (Kanalschätzung). Die bei der Kanalschätzung ermittelte Information über den Übertragungskanal wird für die Entzerrung des empfangenen Signals eingesetzt.

Um eine Kanalschätzung im Empfänger zu ermöglichen, überträgt der Sender Symbole, die im Empfänger bekannt sind. Diese im Empfänger bekannten Symbole werden als Pilotsymbole bezeichnet. Der Empfänger empfängt die über den Kanal übertragenen, verzerrten Pilotsymbole und vergleicht sie mit den ausgesendeten Pilotsymbolen. Aus dem Quotienten der über einen bestimmten Ausbreitungsweg empfangenen Pilotsymbole und der bekannten Pilotsymbole ergibt sich dann der momentan für den betreffenden Ausbreitungsweg gültige Kanalkoeffizient. Bei optimaler Kanalkenntnis kann die im Übertragungsweg entstandene Drehung und Betragsänderung des empfangenen komplexwertigen Symbols kompensiert werden. Dies ermöglicht, dass die Daten mit einer geringeren Bitfehlerrate detektiert werden können.

Für die Kanalschätzung stehen verschiedene bekannte Algorithmen zur Verfügung. Der bekannteste Algorithmus zur Kanalschätzung ist die signalangepasste Filterung (MF: Matched Filter). Die signalangepasste Filterung benötigt keine Kenntnis über die statistischen Eigenschaften des Kanals und weist ein maximales Signal-zu-Interferenz-und-Rausch-Verhältnis als Optimalitätskriterium auf. Die Wiener-Filterung ist ein Beispiel für einen Kanalschätz-Algorithmus, welcher statistische Eigenschaften des Kanals, wie sie durch ein entsprechendes stochastisches Kanalmodell beschrieben werden, bei der Schätzung berücksichtigt. Die Wiener-Filterung weist als Optimalitätskriterium die Minimierung des mittleren quadratischen Schätzfehlers MMSE (Minimum Mean Square Error) auf.

15

Die Kanalschätzung wird in der Praxis folgendermaßen durchgeführt. Im Folgenden sei für einen einzelnen Übertragungsweg die Folge der gesendeten komplexen Pilotsymbole mit p_1, p_2, \dots bezeichnet. Durch den Übertragungskanal wird das Pilotsymbol p_k mit dem komplexen Kanalkoeffizienten c_k multipliziert. Hinzu kommt ein additives Rauschen n_k , so dass das über den betrachteten Ausbreitungsweg empfangene Symbol die Form $y_k = p_k * c_k + n_k$, $k = 1, 2, \dots$, besitzt. k ist der Index für die diskrete Zeit im Symboltakt. Die Kanalschätzung erfolgt üblicherweise in zwei Schritten. Der erste Schritt besteht in einer Korrelation des empfangenen Pilotsymbols mit dem ausgesendeten Pilotsymbol, d.h. in einer Berechnung des Quotienten $x_k = y_k / p_k$. Im rauschfreien Fall ($n_k = 0$) gilt $x_k = c_k$. Der Quotient x_k kann als ungefilterter Schätzwert bezeichnet werden. In einem zweiten Schritt wird nun die Folge der ungefilterten Kanal-Schätzwerte x_k gefiltert, um den Rauschanteil zu verringern.

Bei der Filterung der Folge x_k werden vor allem zwei Ansätze verwendet:

- Die Filterung wird mit einem FIR- (Finite Impulse Response-) Filter mit einer gewissen Filterlänge realisiert. Bei FIR-Filttern handelt es sich bekanntlich um nicht-

rekursive Filter. Das Filter wird gemäß einem der aus der statistischen Signaltheorie bekannten Optimalitätskriterien konstruiert. Insbesondere kann ein FIR-Filter als LMMSE- (Linear Minimum Mean Square Error-) Schätzer eingesetzt werden. Die Filterkoeffizienten des FIR-Filters werden in diesem Fall gemäß dem Optimalitätskriterium MMSE berechnet und entsprechend festgelegt. Ein solches die mittlere quadratische Fehlerabweichung minimierendes FIR-Filter ist ein Beispiel für ein Wiener-Filter.

- Die Filterung wird mit einem IIR- (Infinite Impulse Response-) Filter durchgeführt. Ein IIR-Filter ist bekanntlich ein rekursives Filter. Häufig werden IIR-Filter verwendet, die nur eine einfache Rekursion durchführen, d.h. ein einzelnes Verzögerungsglied aufweisen.

In beiden Fällen werden in der Realisierung häufig suboptimale Varianten gewählt. Insbesondere ist das nach den obigen Kriterien optimale Filter abhängig vom Signal-zu-Interferenz- und-Rausch-Verhältnis SINR (Signal-to-Interference-and-Noise Ratio) des jeweiligen Ausbreitungsweges und von der Relativ-

geschwindigkeit zwischen Sender und Empfänger. Insbesondere bei niedrigen Relativgeschwindigkeiten werden IIR-Filter verwendet. IIR-Filter sind jedoch nicht gut geeignet, um zugleich auch als Kanalschätzer bei hohen Geschwindigkeiten mit ausreichender Genauigkeit zu arbeiten. Deshalb müssen bei hohen Relativgeschwindigkeiten zwischen Sender- und Empfänger FIR-Filter eingesetzt werden. Um die Komplexität der Filtereinheit nicht zu groß werden zu lassen, können vordefinierte Koeffizientensätze für das FIR-Filter und das IIR-Filter verwendet werden, die einen hinreichend großen Bereich an SINR und Geschwindigkeiten abdecken.

In der Veröffentlichung von J. Baltersee et al., "Performance Analysis of Phasor Estimation Algorithms for a FDD-UMTS RAKE Receiver", IEEE 6th Int. Symp. on Spread-Spectrum Tech. & Appli., NJIT, New Jersey, USA, September 6-8, 2000, ist ein Kanalschätzer für einen Rake-Empfänger beschrieben, dessen Filtereinheit ein FIR-Filter mit 15 Filterkoeffizienten für hohe Geschwindigkeiten (120 km/h) und ein rekursives LMS-Kalman-Filter des IIR-Typs für kleinere Geschwindigkeiten aufweist.

- 10 Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, eine Filtereinheit für einen Kanalschätzer zu schaffen, welche alle auftretenden Szenarien (unterschiedliche SINR, unterschiedliche Relativgeschwindigkeiten zwischen Sender und Empfänger) mit einem möglichst geringen Verbrauch an Ressourcen (Chip-Fläche, Leistungsaufnahme) bewältigen kann. Ferner zielt die Erfindung darauf ab, ein Verfahren zur Filterung von ungefilterten Kanal-Schätzwerten anzugeben, welches die vorstehend genannten Eigenschaften aufweist bzw. ermöglicht.
- 15
- 20 Die der Erfindung zugrunde liegende Aufgabenstellung wird durch die Merkmale der unabhängigen Ansprüche gelöst.

Bei dem erfindungsgemäßen Verfahren zur Berechnung von gefilterten Kanal-Schätzwerten wird gemäß üblichem Vorgehen zunächst eine Folge von ungefilterten Kanal-Schätzwerten ermittelt. Aus einer Mehrzahl von Filterkoeffizientensätzen wird ein bestimmter Satz von Filterkoeffizienten ausgewählt. Die Filterkoeffizienten der verschiedenen Sätze sind dabei gemäß dem MMSE-Optimalitätskriterium für ein vorgegebenes rekursives digitales Filter berechnet. Anschließend wird die Folge von ungefilterten Kanal-Schätzwerten mit diesem rekursiven digitalen Filter unter Verwendung der ausgewählten Filterkoeffizienten zur Berechnung der gefilterten Kanal-Schätzwerte gefiltert.

35

Der Grundgedanke der Erfindung besteht somit darin, ein rekursives Filter gegebenen Aufbaus mit Filterkoeffizienten,

die durch das MMSE-Kriterium gewonnen wurden, zu betreiben.

Jeder Satz von Filterkoeffizienten für das Filter repräsentiert somit einen Schätzer (Schätz-Algorithmus), welcher an die Hardware-Struktur angepasst ist und dem MMSE-Kriterium

5 genügt. Bei einer rekursiven Filterstruktur, wie sie der Erfindung zugrunde liegt, wird somit über alle Schätzverfahren optimiert, die durch das vorgegebene IIR-Filter mit der gegebenen Anzahl an Filterkoeffizienten beschrieben werden. Durch diesen Ansatz wird gewährleistet, dass die vorhandene Hardware-Struktur (das vorgegebene Filter) optimal ausgenutzt wird, die Kanalschätzung andererseits aber auch Optimalitätskriterien (nämlich MMSE) aus der statistischen Signaltheorie verwendet.

15 Das Auswählen eines bestimmten Satzes von Filterkoeffizienten wird vorzugsweise in Abhängigkeit von der Relativgeschwindigkeit zwischen Sender und Empfänger und vom Signal-zu-Interferenz-und-Rausch-Verhältnis ausgeführt. Sind eine ausreichende Anzahl von Filterkoeffizientensätzen vorhanden, um den
20 Gesamtbereich der infrage kommenden Relativgeschwindigkeiten und SINR-Werte abzudecken, ist eine für sämtliche Szenarien ausreichend genaue Kanal-Schätzung gewährleistet.

Nach einer vorteilhaften Ausführungsvariante des erfindungsgemäßen Verfahrens sind mehrere Sätze von Filterkoeffizienten

25 verfügbar, wobei jeder Satz für eine bestimmte Relativgeschwindigkeit zwischen Sender und Empfänger, jedoch für ein beliebiges SINR berechnet ist. Solche Sätze von Filterkoeffizienten werden allein in Abhängigkeit von der Relativge-

30 schwindigkeit zwischen Sender und Empfänger ausgewählt. Es ist nicht erforderlich, dass SINR des jeweiligen Übertragungsweges für die Auswahlentscheidung zu berücksichtigen.

Die Folgen von ungefilterten Kanal-Schätzwerten, die den jeweils unterschiedlichen Übertragungswegen zugeordnet sind,

35 werden dann unter Verwendung derselben Filterkoeffizienten desselben ausgewählten solchen Filterkoeffizientensatzes gefiltert. Der Vorteil dieser Vorgehensweise besteht darin,

dass weniger Filterkoeffizientensätze bereitgehalten werden müssen, da die den jeweiligen Übertragungswegen zugeordneten SINR als Auswahlparameter nicht mehr benötigt werden.

- 5 Die erfindungsgemäße Vorrichtung umfasst ein Mittel zum Er-
mitteln einer Folge von ungefilterten Kanal-Schätzwerten, ein
Mittel zum Auswählen eines bestimmten Satzes von Filterkoeffi-
zienten aus einer Mehrzahl von Filterkoeffizientensätzen,
wobei die Filterkoeffizienten gemäß dem MMSE-Optimalitäts-
10 kriterium für ein vorgegebenes rekursives digitales Filter
berechnet sind, und ein Filter zum Filtern der Folge von un-
geföilterten Kanal-Schätzwerten mit diesem rekursiven digita-
len Filter unter Verwendung der ausgewählten Filterkoeffi-
zienten zur Berechnung der gefilterten Kanal-Schätzwerte. Ein
15 Vorteil der erfindungsgemäßen Vorrichtung besteht darin, dass
lediglich ein einziges Filter (in Hardware) benötigt wird,
welches aufgrund der Mehrzahl von Filterkoeffizientensätzen
unterschiedliche Schätz-Algorithmen für sämtliche Szenarien
realisiert, wobei sämtliche Schätz-Algorithmen das MMSE-
20 Kriterium erfüllen.

Weitere vorteilhafte Ausgestaltungen und Weiterbildungen der Erfindung sind in den Unteransprüchen angegeben.

- 25 Die Erfindung wird nachfolgend anhand eines Ausführungsbei-
spiels unter Bezugnahme auf die Zeichnung beschrieben. In
dieser zeigt:

30 Fig. 1 eine schematische Schaltungsdarstellung eines Rake-
Empfängers mit einem einem Finger des Rake-Empfängers
zugeordneten erfindungsgemäßen Kanalschätzer;

Fig. 2 eine Schaltungsdarstellung des in Fig. 1 gezeigten
Filters mit drei Verzögerungsgliedern; und

Fig. 3 eine allgemeine Schaltungsdarstellung eines erfundungsgemäßen Filters zum Filtern ungefilterter Kanal-Schätzwerte.

5 Nach Fig. 1 umfasst ein Rake-Empfänger gemäß üblichem Aufbau
eine Mehrzahl von Rake-Fingern RF, deren Ausgänge einem Kom-
binierer COM zugeleitet sind. Den Rake-Fingern RF, von denen
in Fig. 1 nur einer exemplarisch detailliert dargestellt ist,
wird eingangsseitig ein digitales Signal 1 zugeführt, welches
10 in üblicher Weise (nicht dargestellt) durch Heruntermischen
eines Antennensignals in einen Zwischenfrequenzbereich oder
das Basisband und Abtasten des heruntergemischten Signals mit
einer ausreichend hohen Abtastfrequenz erzeugt wurde. Das di-
gitale Signal 1 wird einem Verzögerungsglied DEL zugeführt,
15 welches die Aufgabe hat, die für einen bestimmten Ausbrei-
tungsweg gemessene Wegeverzögerung zu kompensieren. Im Sig-
nalweg hinter dem Verzögerungsglied DEL befindet sich ein
Multiplizierer M1 zur Entspiegelung des verzögerungskompen-
sierten digitalen Signals. Zu diesem Zweck wird das von der
20 Verzögerungsstufe DEL ausgegebene Signal mit einem Spreizcode
PN (Pseudo Noise) multipliziert.

Im Signalweg hinter der Entspiegelungsstufe M1 befindet sich eine
Integrate&Dump-Einheit INT. Die Integrate&Dump-Einheit INT
25 integriert eine Anzahl von sf Werten (Chips) und erzeugt da-
bei ein Symbol. Mit sf ist der Spreifaktor des betrachteten
CDMA- (Code Division Multiple Access-) Kanals bezeichnet.

Sofern kein CDMA-Mobilfunksystem zugrunde liegt, entfallen
30 die Entspiegelungsstufe M1 und die Integrate&Dump-Einheit INT.

Die von der Integrate&Dump-Einheit INT ausgegebene Symbolfol-
ge 2 wird einem weiteren Multiplizierer M2 zugeleitet. Der
weitere Multiplizierer M2 multipliziert jedes Symbol mit ei-
35 nem geschätzten Kanalkoeffizienten d_k , welcher dem Multipli-
zierer M2 über eine Signalverbindung 3 zugeleitet wird. Der
Ausgang des Multiplizierers M2 wird, wie bereits erwähnt, dem

Kombinierer COM zugeführt. Gemäß dem bekannten Funktionsprinzip eines Rake-Empfängers kombiniert der Kombinierer COM die Signalausgänge derjenigen Rake-Finger, die über verschiedene Übertragungswege übertragenen Signalkomponenten ein und desselben Signals demodulieren. Das am Ausgang 4 des Kombinierers COM bereitgestellte Signal umfasst daher Signalbeiträge, die aus mehreren Übertragungswegen gewonnen wurden.

An den Rake-Empfänger schließt sich in nicht dargestellter Weise ein Datendetektor an. Die einfachste Form der Datendetektion besteht darin, dass ein Entscheider jeden erhaltenen kombinierten Symbolwert mit einem Schwellenwert (z.B. 0,5) vergleicht und entsprechend dem Vergleichsergebnis entscheidet, ob es sich bei dem Symbol um eine 0 (Signalwert kleiner gleich 0,5) oder um eine 1 (Signalwert größer gleich 0,5) handelt.

Der für die Erfindung wesentliche Aspekt besteht in der Berechnung der Kanalkoeffizienten d_k . Zur Berechnung der Kanalkoeffizienten d_k wird das Signal 2, dessen Symbolwerte mit y_k bezeichnet werden, einem Korrelator KOR zugeleitet. Der Korrelator KOR vergleicht die empfangenen Symbolwerte y_k von Pilotensymbolen mit den im Empfänger bekannten Pilotensymbolen. Dieser Vergleich kann, wie bereits erläutert, dadurch erfolgen, dass der Quotient $x_k = y_k/p_k$ aus den empfangenen Pilotensymbolen y_k und den im Empfänger bekannten, ausgesendeten Pilotensymbolen p_k gebildet wird. Die Kanal-Schätzwerte x_k werden auch als ungefilterte Kanalkoeffizienten bezeichnet.

Beim UTRA-FDD Standard werden die Pilotensymbole p_k beispielsweise über einen eigens hierfür vorgesehenen Pilotkanal CPICH (Common Pilot Channel) übertragen. Darüber hinaus können Pilotensymbole zur Kanal-Schätzung auch in dem Nutzdatenkanal enthalten sein. Eine weitere Möglichkeit zur Berechnung der ungefilterten Kanalkoeffizienten x_k besteht darin, dass die empfangenen Symbole y_k mit im Empfänger entschiedenen Symbolen ("decided data") verglichen werden. Für die vorliegende

Erfindung können alle bekannten Algorithmen für die Bestimmung der ungefilterten Kanalkoeffizienten x_k eingesetzt werden.

5 Die ungefilterten Kanalkoeffizienten x_k werden über eine Datenverbindung 5 einem digitalen Filter F zugeleitet. Das digitale Filter F ist ein rekursives Filter und weist die Übertragungsfunktion $H(z)$ auf. Das digitale Filter F weist einen Steuereingang 6 auf, über welchen die Kanalkoeffizienten des
10 digitalen Filters F vorgegeben werden können. Die Übertragungsfunktion $H(z)$ des digitalen Filters F ist abhängig von den über den Steuereingang 6 zugeführten Filterkoeffizienten. Am Ausgang des digitalen Filters F stehen die gefilterten Kanalkoeffizienten d_k bereit.

15 Die Steuerung des rekursiven digitalen Filters F erfolgt mittels einer Steuerungseinheit CON. Die Steuerungseinheit CON hat Zugriff auf einen Speicherbereich MEM, in welchem eine vorgegebene Anzahl von Filterkoeffizientensätzen abgelegt
20 sind. Je nach Relativgeschwindigkeit v zwischen Sender und Empfänger und in Abhängigkeit von dem SINR des betreffenden Ausbreitungsweges wählt die Steuerungseinheit CON einen der in dem Speicherbereich MEM abgelegten Koeffizientensätze aus. Die Relativgeschwindigkeit v und das SINR jedes Ausbreitungswege
25 müssen zu diesem Zweck im Empfänger gemessen werden.

Jeder Rake-Finger RF ist mit einem Korrelator KOR und einem baugleichen rekursiven Filter F ausgestattet. Die Ansteuerung
30 dieser weiteren rekursiven Filter F erfolgt über Ausgänge 6.1, 6.2 der Steuerungseinheit CON. Da die Ausbreitungswege unterschiedliche SINR aufweisen können, können unterschiedliche Koeffizientensätze zur Ansteuerung der rekursiven Filter F zum Einsatz kommen.

35 Das rekursive Filter F kann beispielsweise drei Verzögerungsglieder D aufweisen, welche jeweils eine Verzögerung um eine

Symbolzeitdauer (d.h. eine durch den Zeitindex k indizierte Zeiteinheit) vornehmen, siehe Fig. 2. Die Ausgänge der Verzögerungsglieder D werden jeweils Multiplizierern M zugeleitet, welche durch Filterkoeffizienten a_1, a_2 bzw. a_3 programmierbar sind. Die Ausgänge der Multiplizierer M werden durch drei Addierer ADD addiert. Das Additionsergebnis wird "rekursiv" dem eingegebenen Symbolwert x_k durch einen weiteren Addierer ADD hinzu addiert. Am Ausgang des Filters F befindet sich ein weiterer Multiplizierer M , welcher mittels eines weiteren Filterkoeffizienten b_0 programmierbar ist. Die Filterkoeffizienten a_1, a_2, a_3, b_0 bilden einen Filterkoeffizientensatz.

Die Übertragungsfunktion dieses Filters F lautet:

$$15 \quad H(z) = \frac{b_0}{1 - a_1 z^{-1} - a_2 z^{-1} - a_3 z^{-1}} \quad (1)$$

Die MMSE-Bedingung für die Wahl der optimalen Filterkoeffizienten lautet: Wähle diejenigen Koeffizienten a_1, a_2, a_3, b_0 , welche bewirken, dass der Erwartungswert von $|c_k - d_k|^2$ minimal wird. c_k bezeichnet wie bereits erwähnt den tatsächlichen Kanalkoeffizienten eines Ausbreitungswegs des realen physikalischen Übertragungskanals, d_k den entsprechenden Schätzwert. Die zu minimierende Zielfunktion ist implizit durch die Struktur des Filters F gegeben. Die in dem Speicherbereich MEM abgelegten Koeffizientensätze werden also dadurch gebildet, dass für einen bestimmten Bereich des SINR und für einen bestimmten Geschwindigkeitsbereich der Erwartungswert der stochastischen Größe $|c_k - d_k|^2$ in Abhängigkeit der durch die Filterstruktur vorgegebenen Koeffizienten a_1, a_2, a_3, b_0 minimiert wird. Das Auffinden der Koeffizientensätze kann analytisch oder mit Hilfe von numerischen Methoden vorab durch Simulationsberechnung erfolgen.

Fig. 3 zeigt die allgemeine Bauweise eines erfindungsgemäßen rekursiven Filters F' mit n Verzögerungsgliedern D . Im Folgenden werden die Koeffizienten a_1, a_2, \dots, a_n und $b_0, b_1,$

..., b_n des Filters F' mit den Bezeichnungen a bzw. b zusammengefasst. Die Wahl der Filterkoeffizienten (a, b) kann dann allgemein durch das folgende Verfahren beschrieben werden:

- 5 Die ungefilterten Kanal-Schätzwerte x_k werden als Eingang des Filters F' verwendet. Die gefilterten Kanal-Schätzwerte werden allgemein mit $d_k(a, b)$ bezeichnet, da sie von den Filterkoeffizienten a, b abhängen. (a, b) bezeichnet einen Filterkoeffizientensatz. Gemäß dem MMSE-Optimalitätskriterium werden
10 für die allgemeine Filterstruktur F' der Fig. 3 diejenigen Filterkoeffizienten gewählt, für die der Erwartungswert

$$E(|d_k(a, b) - c_k|^2) \quad (2)$$

- 15 minimal wird. Die somit erhaltenen Filterkoeffizienten sind unter allen mit dem allgemeinen Filter F' realisierbaren Schätzverfahren optimal im Sinne des MMSE-Kriteriums.

20 Im Vergleich zu einem FIR-Filter mit gemäß dem MMSE-Kriterium berechneten Koeffizienten kann die Anzahl der verwendeten Verzögerungsglieder D bei der in der Erfindung eingesetzten Filterstruktur F' deutlich reduziert werden.

- 25 Wie bereits erläutert, hängen die optimalen Filterkoeffizienten im Allgemeinen von dem SINR des jeweiligen Ausbreitungswegs und von der Relativgeschwindigkeit v zwischen der Basisstation und der Mobilstation ab. Insbesondere sind die Filterkoeffizienten für jeden Ausbreitungsweg verschieden, da die Ausbreitungswägen unterschiedliche SINR-Werte besitzen.
30 Das oben angegebene Kriterium kann dahingehend verallgemeinert werden, dass über S verschiedene SINR-Werte ρ_s , $s = 1, \dots, S$ gemittelt wird. Dadurch lässt sich für verschiedene SINR-Werte ρ_1, \dots, ρ_s und eine für alle Ausbreitungswägen einheitliche Geschwindigkeit v ein optimaler Filterkoeffizientensatz (a, b) durch Minimierung der Zielfunktion
35

$$\sum_{s=1}^S \left| E^{(\rho_s)} \left(|d_k(a, b) - c_k|^2 \right) - \min_{a', b'} E^{(\rho_s)} \left[|d_k(a', b') - c_k|^2 \right] \right| \quad (3)$$

über die Filterkoeffizienten des Filters F' (bzw. F) bestimmen. Es wird darauf hingewiesen, dass das in der obigen Gleichung (3) auftretende Minimum und die zugehörigen optimalen

Koeffizienten a' und b' noch von dem jeweiligen SINR-Wert ρ_s abhängen. Demgegenüber sind die Filterkoeffizienten (a, b) für sämtliche Werte ρ_s identisch, d.h. unabhängig von dem SINR. Es wird also für jeden Wert von ρ_s der Abstand zum optimalen
10 erreichbaren MMSE-Wert gemessen, und diese Abstände dann aufsummiert. Diejenigen Koeffizientensätze (a, b) , die diese Summe minimieren, werden dann für die Filteranordnung gewählt. Berechnet werden auf diese Weise Koeffizientensätze (a, b) für unterschiedliche Geschwindigkeiten und universelles SINR.

15

Der Vorteil dieser Vorgehensweise liegt in einer Optimierung der gemäß dem MMSE-Kriterium gefilterten Kanal-Schätzwerte $d_k(a, b)$ unter der vereinfachenden Annahme, dass für sämtliche Ausbreitungswege dieselben Filterkoeffizienten verwendet werden können. In diesem Fall entfallen die Ausgänge 6.1, 6.2
20 der Steuerungseinheit CON. Ferner entfällt der Eingang SINR der Steuerungseinheit CON.

25

Die Berechnung der Sätze SINR-universeller optimaler Filterkoeffizienten (a, b) gemäß der Gleichung 3 erfolgt ebenfalls vorab per Simulation entweder auf analytischen Wege oder mit Hilfe von numerischen Methoden.

30

In den Figuren 4 und 5 ist der MSE-Gewinn (means square error gain) in dB gegenüber dem SINR bei einer Relativgeschwindigkeit zwischen dem Sender und dem Empfänger von $v = 3$ km/h (Fig. 4) und $v = 120$ km/h (Fig. 5) aufgetragen. Die Kurven 10.1 und 10.2. zeigen den MSE-Gewinn des in Fig. 2 dargestellten IIR-Filters F mit gemäß Gleichung (2) optimierten Filterkoeffizienten, während die Kurven 11.1 und 11.2 den MSE-Gewinn eines nicht-rekursiven FIR-Wiener-Filters mit 8 Verzö-

gerungsgliedern zeigt. Es ist zu erkennen, dass mit dem IIR-Filter F mit 3 Verzögerungsgliedern (Fig. 2) stets ein höherer MSE-Gewinn erzielt werden konnte. Bei fast statischen Kanälen ($v = 3 \text{ km/h}$) ist das IIR-Filter F wesentlich günstiger,
5 während bei $v = 120 \text{ km/h}$ das FIR-Wiener-Filter und das IIR-Filter F vergleichbare Ergebnisse liefern. Damit entfällt bei Verwendung eines erfindungsgemäß nach dem MMSE-Optimalitätskriterium eingestellten IIR-Filters F die Notwendigkeit, ein zweites Filter für hohe Relativgeschwindigkeiten vorzusehen.
10 Darüber hinaus ist zu beachten, dass der Hardware-Aufwand und die Leistungsaufnahme des IIR-Filters F deutlich geringer als die des FIR-Wiener-Filters mit 8 Verzögerungsgliedern ist, da das IIR-Filter F nur 3 Verzögerungsglieder D besitzt.

Patentansprüche

1. Verfahren zur Berechnung von gefilterten Kanal-Schätzwerten in Funksystemen, mit den Schritten:

- 5 - Ermitteln einer Folge von ungefilterten Kanal-Schätzwerten;
- Auswählen eines bestimmten Satzes von Filterkoeffizienten aus einer Mehrzahl von Filterkoeffizientensätzen, wobei die Filterkoeffizienten gemäß dem MMSE-Optimalitätskriterium für ein vorgegebenes rekursives digitales Filter (F, F') berechnet sind;
- 10 - Filtern der Folge von ungefilterten Kanal-Schätzwerten mit diesem rekursiven digitalen Filter (F, F') unter Verwendung der ausgewählten Filterkoeffizienten zur Berechnung der gefilterten Kanal-Schätzwerte.

15

2. Verfahren nach Anspruch 1,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t, dass das Auswählen des bestimmten Satzes von Filterkoeffizienten in Abhängigkeit von der Relativbeschwindigkeit zwischen Sender und Empfänger und vom Signal-zu-Interferenz-und-Rausch-Verhältnis erfolgt.

3. Verfahren nach Anspruch 1,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t, dass Sätze von Filterkoeffizienten verfügbar sind, die für unterschiedliche Relativgeschwindigkeiten zwischen Sender und Empfänger und für ein beliebiges Signal-zu-Interferenz-und-Rausch-Verhältnis berechnet sind, und dass die Auswahl- und Filterschritte folgendermaßen durchgeführt werden:

- 25 - Auswählen eines bestimmten solchen Satzes von Filterkoeffizienten in Abhängigkeit von der Relativbeschwindigkeit zwischen Sender und Empfänger;
- Filtern von Folgen von ungefilterten Kanal-Schätzwerten, die unterschiedlichen Übertragungswegen zugeordnet sind,
- 30 - unter Verwendung der Filterkoeffizienten desselben ausgewählten solchen Satzes.

4. Verfahren nach Anspruch 3,
dadurch gekennzeichnet, dass
die Filterkoeffizienten solcher Sätze durch Mittelung über
verschiedene Werte des Signal-zu-Interferenz-und-Rausch-
5 Verhältnisses bei der MMSE-Optimierung berechnet sind.

5. Vorrichtung zur Berechnung von gefilterten Kanal-Schätz-
werten in Funksystemen, mit

- einem Mittel (KOR) zum Ermitteln einer Folge von ungefil-
10 terteten Kanal-Schätzwerten,
- einem Mittel (CON) zum Auswählen eines bestimmten Satzes
von Filterkoeffizienten aus einer Mehrzahl von Filterkoef-
fizientensätzen, wobei die Filterkoeffizienten gemäß dem
MMSE-Optimalitätskriterium für ein vorgegebenes rekursives
15 digitales Filter (F, F') berechnet sind, und
- diesem vorgegebenen rekursiven digitalen Filter (F, F') zum
Filtern der Folge von ungefilterten Kanal-Schätzwerten un-
ter Verwendung der ausgewählten Filterkoeffizienten zur Be-
rechnung der gefilterten Kanal-Schätzwerte.

20

6. Vorrichtung nach Anspruch 5,
dadurch gekennzeichnet, dass
das Mittel (CON) zum Auswählen des bestimmten Satzes von Fil-
terkoeffizienten ausgelegt ist, die Auswahl in Abhängigkeit
25 von der Relativgeschwindigkeit zwischen Sender und Empfänger
und vom Signal-zu-Interferenz-und-Rausch-Verhältnis durchzu-
führen.

7. Vorrichtung nach Anspruch 5,

30 dadurch gekennzeichnet, dass
mehrere Sätze von Filterkoeffizienten verfügbar sind, wobei
jeder Satz für eine bestimmte Relativgeschwindigkeit zwischen
Sender und Empfänger und für ein beliebiges Signal-zu-
Interferenz-und-Rausch-Verhältnis berechnet ist, und dass
35 - das Mittel (CON) zum Auswählen eines bestimmten solchen
Satzes von Filterkoeffizienten ausgelegt ist, die Auswahl

in Abhängigkeit von der Relativbeschwindigkeit zwischen Sender und Empfänger zu treffen,

- mehrere digitale Filter (F, F') zum Filtern von Folgen von ungefilterten Kanal-Schätzwerten, die jeweils unterschiedlichen Übertragungswegen zugeordnet sind, vorhanden sind, und
- die Filter (F, F') mit denselben Filterkoeffizienten des ausgewählten Satzes konfiguriert sind.

10 8. Vorrichtung nach Anspruch 7,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t, dass die Filterkoeffizienten solcher Sätze durch Mittelung über verschiedene Werte des Signal-zu-Interferenz-und-Rausch-Verhältnisses bei der MMSE-Optimierung berechnet sind.

Zusammenfassung

Verfahren und Vorrichtung zur Kanalschätzung in Funksystemen durch MMSE-basierte rekursive Filterung

5

Bei einem Verfahren zur Berechnung von gefilterten Kanal-Schätzwerten d_k in Funksystemen wird eine Folge von ungefilterten Kanal-Schätzwerten x_k ermittelt. Es wird ein bestimmter Satz von Filterkoeffizienten aus einer Mehrzahl von Filterkoeffizientensätzen ausgewählt, wobei die Filterkoeffizienten gemäß dem MMSE-Optimalitätskriterium für ein vorgegebenes rekursives digitales Filter (F) berechnet sind. Anschließend wird die Folge von ungefilterten Kanal-Schätzwerten mit diesem rekursiven digitalen Filter (F) unter Verwendung der ausgewählten Filterkoeffizienten gefiltert.

(Fig. 2)

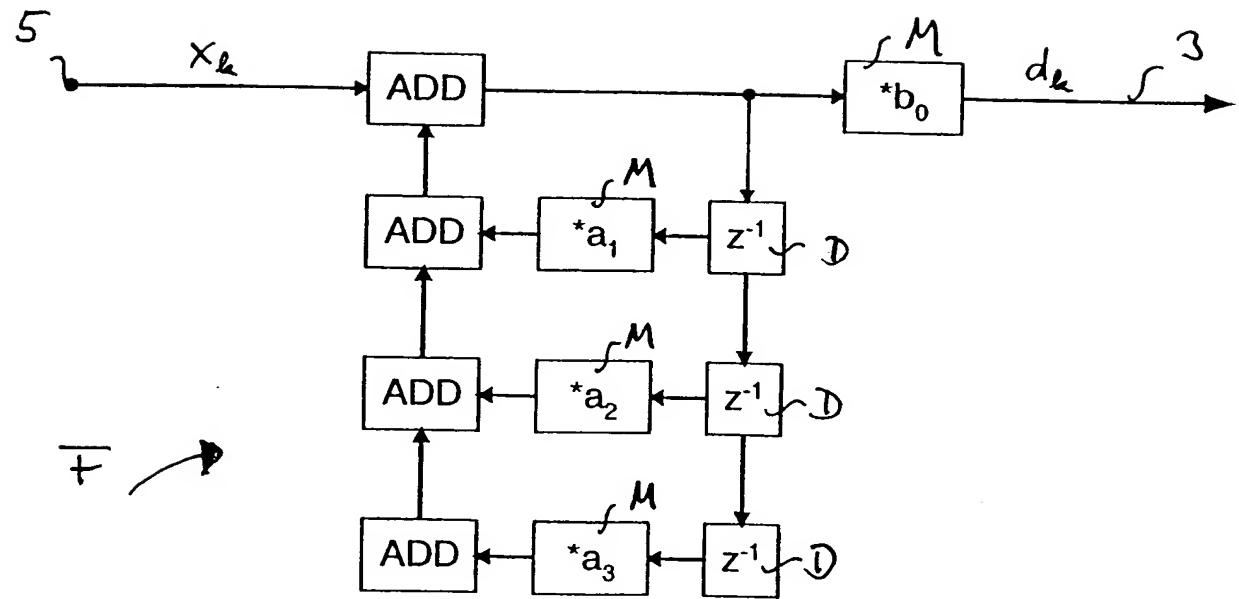
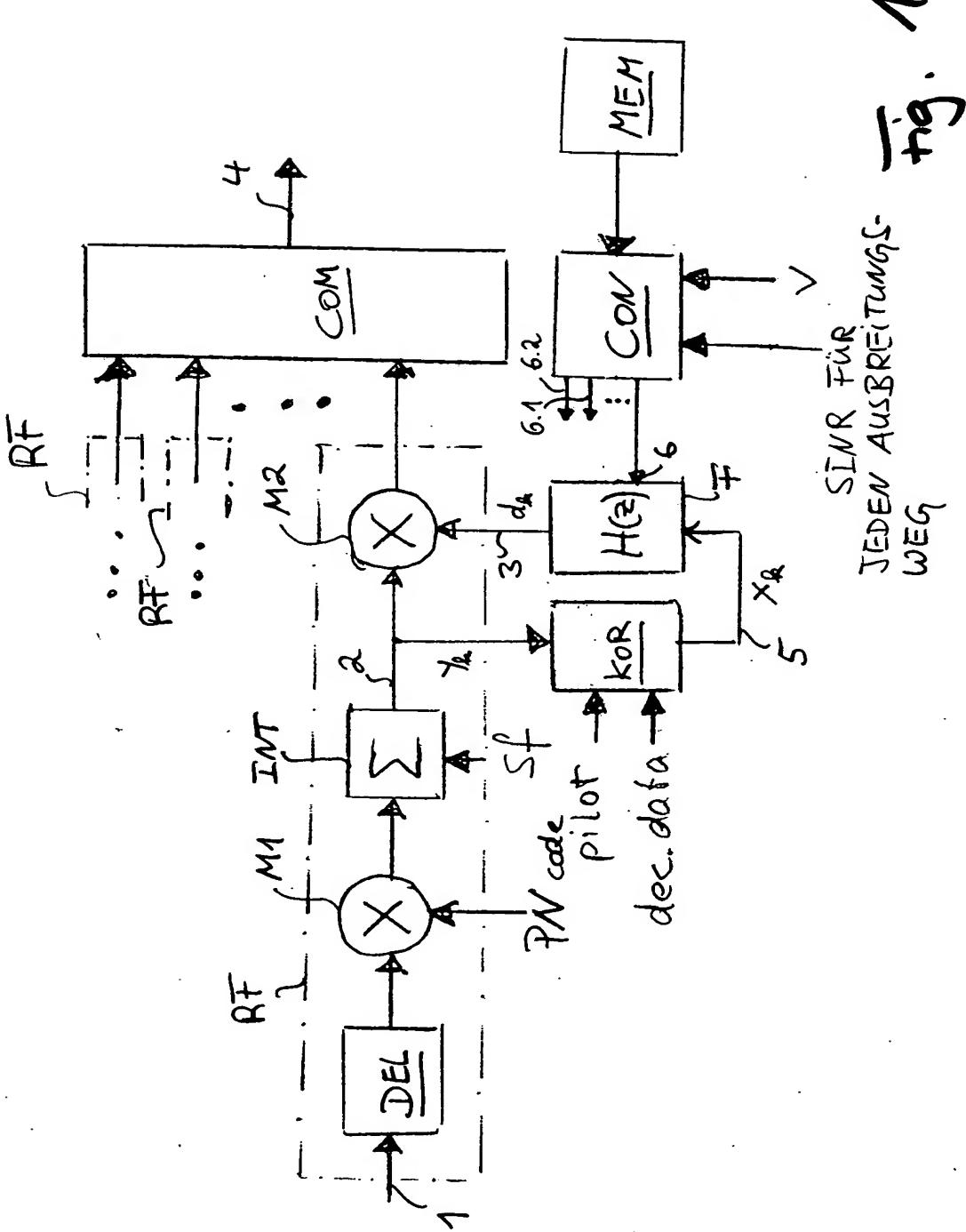


Fig. 2

1/3



2/3

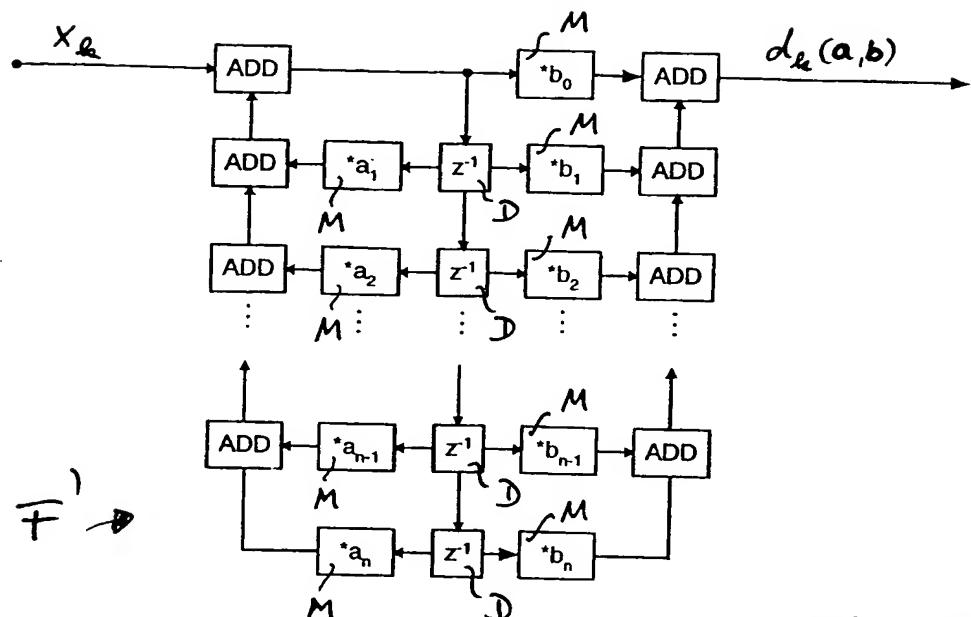


Fig. 3

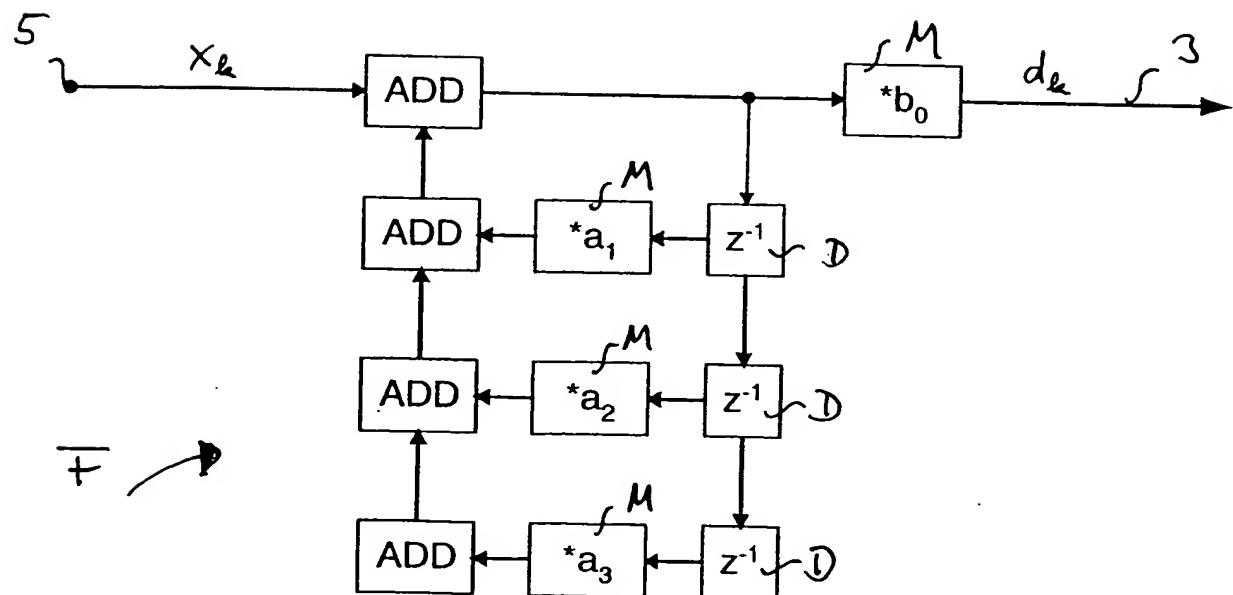


Fig. 2

3/3

$$v = 3 \text{ km/h}$$

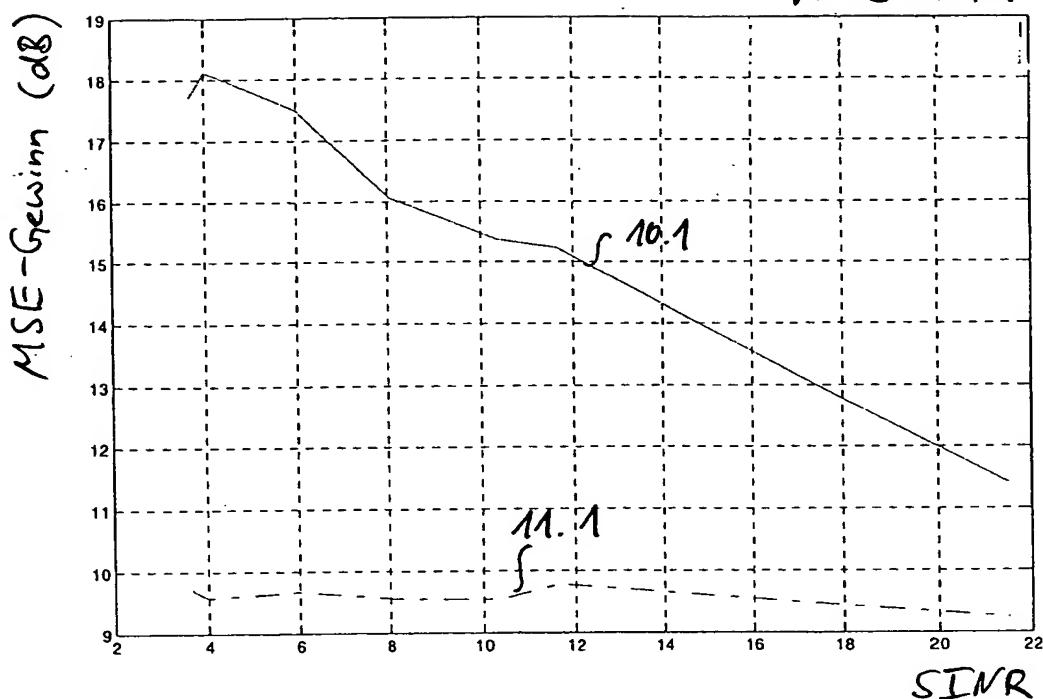


Fig. 4

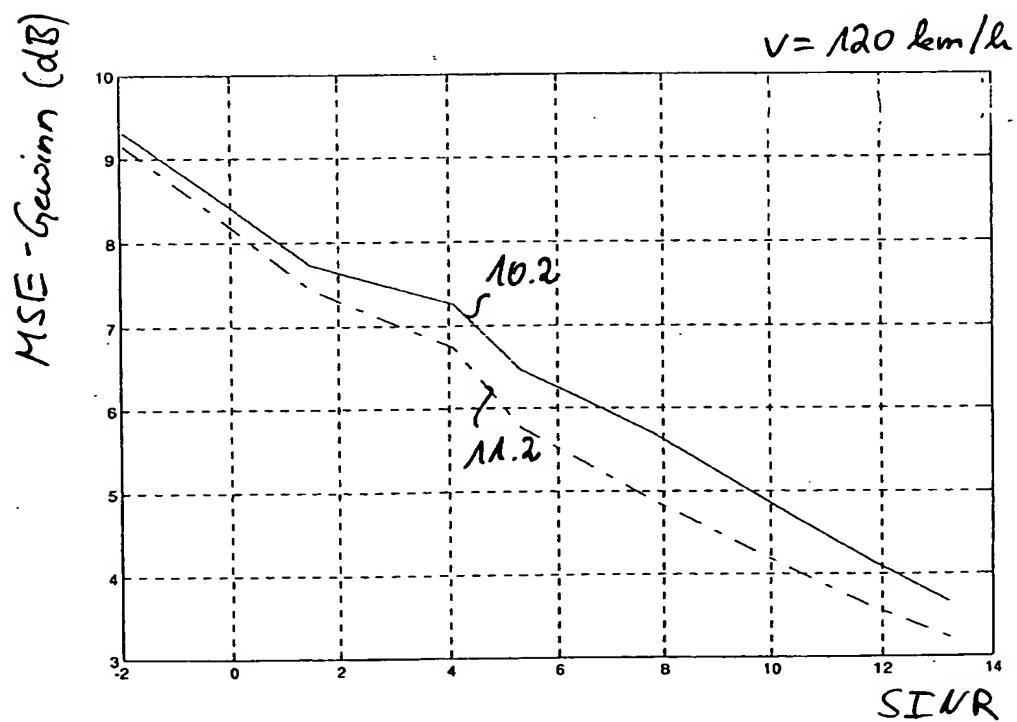


Fig. 5